

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-54906

(43)公開日 平成8年(1996)2月27日

(51)Int.Cl.⁶

G 0 5 B 13/04

11/32

識別記号

庁内整理番号

7531-3H

A 7531-3H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 16 頁)

(21)出願番号 特願平6-187517

(22)出願日 平成6年(1994)8月9日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 千 田 有 一

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会

社東芝研究開発センター内

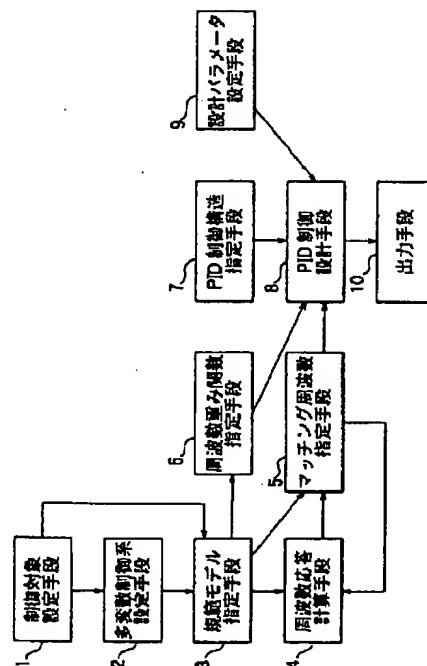
(74)代理人 弁理士 佐藤 一雄 (外3名)

(54)【発明の名称】 非干渉PID制御系の設計方法および設計装置

(57)【要約】

【目的】 非干渉PID制御器を容易に設計することを可能にする。

【構成】 制御対象の動特性を設定する制御対象設定手段1と、この設定された動特性に基づいて制御系を設計する制御系設計手段2と、設定された動特性および設計された制御系に基づいて得られる、一巡伝達関数又は制御系の伝達関数を規範モデル伝達関数として指定する規範モデル指定手段3と、この規範モデル伝達関数のマッチング帯域を設定し、このマッチング帯域内から複数個のマッチング周波数を指定するマッチング周波数指定手段5と、制御対象の非干渉PID制御器の構造を設定するPID制御構造指定手段7と、規範モデル伝達関数の周波数応答と非干渉PID制御器の周波数応答との誤差を求め、この誤差の、マッチング周波数について二乗和が最小となるように非干渉PID制御器の制御パラメータを計算する制御パラメータ計算手段8と、を備えていることを特徴とする。



非干渉PID制御系設計装置ハードウェア構成

【特許請求の範囲】

【請求項1】制御対象の動特性を設定する制御対象設定手段と、この設定された動特性に基づいて制御系を設計する制御系設計手段と、前記設定された動特性および設計された制御系に基づいて得られる、一巡伝達関数又は前記制御系の伝達関数を規範モデル伝達関数として指定する規範モデル指定手段と、この規範モデル伝達関数のマッチング帯域を設定し、このマッチング帯域内から複数個のマッチング周波数を指定するマッチング周波数指定手段と、前記制御対象の非干渉PID制御器の構造を設定するPID制御構造指定手段と、前記規範モデル伝達関数の周波数応答と前記非干渉PID制御器の周波数応答との誤差を求め、この誤差の、前記マッチング周波数について二乗和が最小となるように前記非干渉PID制御器の制御パラメータを計算する制御パラメータ計算手段と、を備えていることを特徴とする非干渉PID制御系の設計装置。

【請求項2】マッチングを行う際の周波数重み関数を指定する周波数重み関数指定手段を更に備え、前記制御パラメータ計算手段は、前記誤差に前記周波数重み関数を乗じることによって前記誤差を正規化し、この正規化された誤差の、前記マッチング周波数についての二乗和が最小となるような制御パラメータを計算することを特徴とする請求項1記載の非干渉PID制御系の設計装置。

【請求項3】制御対象の動特性を設定する第1のステップと、この設定された動特性に基づいて制御系を設計する第2のステップと、前記設定された動特性および設計された制御系から得られる一巡伝達関数又は前記制御系の伝達関数を規範モデル伝達関数として指定する第3のステップと、この規範モデル伝達関数のマッチング帯域を設定し、このマッチング帯域内から複数個のマッチング周波数を指定する第4のステップと、マッチング計算を行う際の周波数重み関数を指定する第5のステップと、前記制御対象の非干渉PID制御器の構造を設定する第6のステップと、前記規範モデル伝達関数の周波数応答と、前記非干渉PID制御器の周波数応答との誤差を求める第7のステップと、前記誤差に前記周波数重み関数を乗じた重み付き誤差の、前記マッチング周波数についての二乗和が最小となる前記非干渉PID制御器の制御パラメータを計算する第8のステップと、を備えていることを特徴とする非干渉PID制御系の設計方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は非干渉PID制御系の設計方法および設計装置に関するもので、特に各種工業用プラント、ロボット、メカニカルシステムなどの制御器の設計に用いられるものである。

【0002】

【従来の技術】非干渉PID制御は、制御器の構造が簡単であることから広く用いられている制御方法である。

従来の非干渉PID制御器の設計方法としては、たとえば文献

[1] 重政、飯野：カットオフ周波数帯域でのモデルマッチングに基づく制御系設計法、第29回自動制御連合講演会別刷、97/100（昭和61年）

[2] 北森：制御対象の部分的知識に基づくPID方式非干渉制御系の設計法、計測自動制御学会論文集、第16巻、第1号、139/140（昭和55年）

[3] 北森：制御対象の部分的知識に基づくI-PD方式非干渉制御系の設計法、計測自動制御学会論文集、第16巻、第1号、113/117（昭和55年）

[4] 須田：PID制御、朝倉書店（1993）

などに開示されている。

【0003】しかし、文献[4]などに示されている従来の方法のほとんどは、制御対象が1入出力系の場合のPID制御器の設計法であり、制御対象が多入出力系である場合には適用することはできない。一方、文献

[2]、[3]は多入出力系に対する非干渉PID制御系の設計が可能であるが、規範モデル（設計者によって仕様として与えられた望ましい制御系の性能（要求性能）をもつ伝達関数）として設定するのは望ましい制御応答をもたらす閉ループ伝達関数（入出力伝達関数）であり、その規範モデルは制御対象の動特性によらない一般的なモデルが設定される。その結果、理想状態では望ましい制御応答をもたらす非干渉PID制御系が設計できるものの、制御対象の動特性を反映した設計がされていないため、制御対象にパラメータ誤差や不確かさがあつた場合については期待した制御性能が得られないばかりか、場合によってはごくわずかのパラメータ誤差によって制御系が不安定となってしまう場合もでてくる。したがって、得られた非干渉PID制御器が制御系の安定を保証しているかどうか、あるいは期待した制御性能を保証するかどうかについて制御応答のシミュレーションによって評価し、もし不十分である場合には規範モデルを選び直すことによる試行錯誤によって制御系設計を繰り返す必要があり、多大な労力を要した。さらには、制御対象が多入出力系の場合、規範モデルをどのように選ぶかが非常に難しく、しかも選び方についての明確な指針が存在しないため、非干渉PID制御器の設計に要する労力は非常に多大なものとなっている。これに対し、文献[1]では制御対象の周波数応答を考慮してPID制御器を設計しているので、制御対象のパラメータ誤差があつても望ましい性能をもたらす制御系が設計できる。しかし、文献[1]ではPID制御器の制御パラメータを数値的な探索によって求めているため、非干渉PID制御器の設計を行うためには計算量が膨大となり、昨今のデジタル計算機の進歩を鑑みても、非干渉PID制御器の設計には多大な探索計算が要求されることになる。また、この方法も文献[2]、[3]と同様に、規範モデルとして望ましい制御応答をもたらす閉ループ

伝達関数を考えているため、その選定方法まで含めて考えると、設計に要する労力は多大なものとなってしま

る。
【0004】一方、近年 H_∞ 理論や H_2 理論などのように、周波数応答に基づいた制御系設計理論が確立され、多入出力制御対象に対しても容易に多変数制御系が設計できるようになった。これらの設計方法を用いれば、設計時に用いる制御対象の動特性モデルにパラメータ誤差があった場合や、モデリング時に無視した不確かな部分があった場合でも、制御性能の劣化を抑えた制御系が容易に設計できる。これについては、たとえば

[5] 計測と制御、第32巻、第8号(1991)

[6] 木村：LQGから H_∞ 制御へ、計測と制御、第29巻、第2号、111/119(1990)

に示されている。しかしながら、これらの方法を用いると、設計される制御器には制御対象の動特性モデルの次数と周波数重み関数の次数の和の次数が必要となってしまう、非常に高次元の制御器が設計されてしまう。そのため、たとえば得られた制御器をオペアンプ回路で実現しようとするれば、非常に膨大な素子数が必要になってしま

うため、実際に用いる場合には制御器の次数を予め低次元化する必要がある。制御器の低次元化手法についても幾つも知られており、たとえば

[7] システム/制御/情報、第34巻、第9号(1990)

などがあるものの、これらの多変数制御器を非干渉PID制御器として低次元化する方法は従来は知られていなかった。

【0005】なお、 H_∞ 理論や H_2 理論については、下記の文献を参照。

[8] 佐伯：「 H_∞ と H_2 制御」、システム制御情報チュートリアル講座「制御工学へのガイドライン」、一不確かさへの挑戦とロバスト制御の実際-資料pp19/38、(1990)

【0006】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、非干渉PID制御器の設計方法にはいくつかの方法があるものの、制御器のパラメータのチューニングには多大な試行錯誤を要するため、多大な設計時間を必要としていた。また、その設計計算には膨大な計算量を必要としていたため、実装できるハードウェアに限界があった。一方、 H_∞ 制御理論や H_2 制御理論は、多入出力系に対する多変数制御器の設計方法として有効的な方法である反面、得られる制御器の次元は非常に高次元となっていた。したがって、実装の際には制御器を低次元化して用いる必要があったが、非干渉PID制御のような非常に簡単な構成として制御器を低次元化する方法は知られていなかった。

【0007】本発明は、これらの欠点を解決するためになされたものであり、非干渉PID制御器を容易に設計

することのできる非干渉PID制御系の設計方法および設計装置を提供するものである。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明による非干渉PID制御系の設計装置は、制御対象の動特性を設定する制御対象設定手段と、この設定された動特性に基づいて制御系を設計する制御系設計手段と、設定された動特性および設計された制御系に基づいて得られる、一巡伝達関数又は制御系の伝達関数を規範モデル伝達関数として指定する規範モデル指定手段と、この規範モデル伝達関数のマッチング帯域を設定し、このマッチング帯域内から複数個のマッチング周波数を指定するマッチング周波数指定手段と、制御対象の非干渉PID制御器の構造を設定するPID制御構造指定手段と、規範モデル伝達関数の周波数応答と非干渉PID制御器の周波数応答との誤差を求め、この誤差の、マッチング周波数について二乗和が最小となるように非干渉PID制御器の制御パラメータを計算する制御パラメータ計算手段と、を備えていることを特徴とする。

【0009】また、本発明による非干渉PID制御系の設計方法は、制御対象の動特性を設定する第1のステップと、この設定された動特性に基づいて制御系を設計する第2のステップと、設定された動特性および設計された制御系から得られる一巡伝達関数又は制御系の伝達関数を規範モデル伝達関数として指定する第3のステップと、この規範モデル伝達関数のマッチング帯域を設定し、このマッチング帯域内から複数個のマッチング周波数を指定する第4のステップと、マッチング計算を行う際の周波数重み関数を指定する第5のステップと、制御対象の非干渉PID制御器の構造を設定する第6のステップと、規範モデル伝達関数の周波数応答と、非干渉PID制御器の周波数応答との誤差を求める第7のステップと、誤差に前記周波数重み関数を乗じた重み付き誤差の、マッチング周波数についての二乗和が最小となる非干渉PID制御器の制御パラメータを計算する第8のステップと、を備えていることを特徴とする。

【0010】

【作用】このように構成された本発明によれば、規範モデル伝達関数の周波数応答と非干渉PID制御器の周波数応答との誤差の、マッチング周波数についての二乗和が二乗和が最小となるように非干渉PID制御器の制御パラメータが決定される。これにより、数値的な探索をしなくて済み、設計に要する計算量を激減させることが可能となり、計算時間の大幅な短縮を図ることができ、容易に設計することができる。

【0011】

【実施例】以下、図面を参照して本発明を説明する。図1は本発明による非干渉PID制御系の設計装置の一実施例の構成を示すブロック図である。この実施例の設計装置は制御対象設定手段1と、多変数制御系設計手段2

と、規範モデル指定手段3と、周波数応答計算手段4と、マッチング周波数指定手段5と、周波数重み関数指定手段6と、PID制御構造指定手段7と、PID制御設計手段8と、設計パラメータ設定手段9と、出力手段10とを備えている。

【0012】制御対象設定手段1は制御対象の動特性モデルを設定するものであり、制御対象の動特性を伝達関数や状態方程式、あるいは周波数応答（ゲイン、位相データ）によって設定する。また、制御対象のモデル化誤差を設定パラメータの誤差幅や加法摂動、乗法的摂動（文献[6]参照）などによって設定しても良い。多変数制御系設計手段2は、制御対象設定手段1によって設定された制御対象動特性に基づいて、H_∞制御理論やH₂制御理論、LQG（Linear Quadratic Gaussian）最適制御理論やその他の種々の制御系設計理論を用いて多変数制御系を設計する。その際、設計に必要な種々の設計パラメータの設定も任意に行うことができる。たとえば、H_∞制御理論を用いる場合には、見積もったモデル化誤差の幅を指定するための周波数重みや目標値追従性の性能（感度）を指定するための周波数重みを指定することができる。制御対象設定手段1と多変数制御系設計手段2によって制御対象の動特性とそれに対する多変数制御系が設定できるので、規範モデル指定手段3は、制御対象モデルと多変数制御器を掛け合わせることで一巡伝達関数を求め、規範モデルを設定する。ただし、望ましい一巡伝達関数が予め分かっている場合には、一巡伝達関数を直接設定することができる。この場合には、多変数制御系設計手段2で求めた多変数制御器に基づいて一巡伝達関数を求める必要はない。また、多変数制御系設計手段2で得られた多変数制御系そのものを規範モデルとして設定し、PID制御器そのものを多変数制御器にマッチングさせることもできる。周波数応答計算手段4は、規範モデル指定手段3で得られた一巡伝達関数などの規範モデル伝達関数の周波数応答データや、制御対象、多変数制御器などの伝達関数の周波数応答データなどを計算によって求める。また、得られた周波数応答を表示させることができる。マッチング帯域指定手段5は、周波数応答計算手段4で求めた一巡伝達関数などの規範モデル伝達関数の周波数応答データを用いて制御系のクロスオーバー周波数（ゲイン応答が0dBを切る周波数）を計算することができ、その制御系で重要となる周波数帯域がどこであるかを策定することができる。さらに、求めたクロスオーバー周波数に基づいて、非干渉PID制御系を規範モデルにマッチングさせる周波数帯域を設定することができる。設定は、自動でもマニュアルでもどちらでも設定可能である。自動設定モードでは、クロスオーバー周波数を含んだ適当な幅の周波数帯域をマッチング周波数帯域とすることができる。また、マニュアル設定モードでは、一巡伝達関数の周波数応答とクロスオーバー周波数を表示させ、マッチングさせたい

周波数帯域を指定することができる。周波数重み関数指定手段6は、規範モデル伝達関数とのマッチングのための最小二乗計算を行う際に、数値的な悪条件を避けるために用いる周波数重み関数を指定する。制御対象の動特性や制御目標によっては、PI制御やI-PD制御が適当である場合もあるので、PID制御構造指定手段7によって適当なPID制御器の構造を設定しても良い。マッチング帯域指定手段5で指定された周波数帯域とその周波数帯域での規範モデル周波数応答データ、周波数応答計算手段4によって計算された制御対象周波数応答データ、周波数重み関数指定手段6によって設定した周波数重み関数、PID制御構造指定手段7で設定されたPID制御器の構造に基づいて、PID制御設計手段8は、一巡伝達関数などの規範モデル伝達関数にマッチングさせるように非干渉PID制御ゲインを計算し、得られた結果を出力する。設計パラメータ設定手段9は、PID制御設計手段8で用いる他の設計用パラメータを設定するためのものである。設計結果は、シミュレーション機能による時間応答、周波数応答共に出力手段10に表示され、設計結果の可否を即時判断できる。もし、設計結果が不十分であれば、マッチング帯域指定手段5を用いてマッチング周波数帯域を変更し、再度設計する。

【0013】図2はPID制御設計アルゴリズムの流れ図である。まず、制御対象設定手段1によって制御対象動特性モデルを設定する（ステップF1参照）。次に、制御対象動特性モデルに基づき、多変数制御系設計手段2を用いて多変数制御系を設計する（ステップF2参照）。設計結果が十分な制御性能を示すかどうかを評価し、もし不十分であれば再度設計する（ステップF3参照）。次に、規範モデルとして一巡伝達関数か多変数制御器のどちらを用いるかを、規範モデル指定手段3を用いて設定する（ステップF4参照）。また、PID制御構造指定手段7を用いてPID制御器の構造を設定する（ステップF5参照）。続いて、設定されたPID制御器の構造に従い、例えば近似微分器の時定数などを設定する必要がある設計パラメータ設定手段9を用いて指定する（ステップF6参照）。また、周波数重み関数指定手段6を用いて、周波数重み関数を指定する（ステップF7参照）。次に、周波数応答計算手段4を用いて、規範モデル伝達関数の周波数応答を計算し、結果を表示する（ステップF8参照）。その結果に基づき、マッチングさせる周波数帯域をマッチング周波数指定手段5によって決定する（ステップF9参照）。次に、決定された周波数帯域の規範モデル周波数応答データと制御対象周波数応答データを周波数応答計算手段4によって求める（ステップF10参照）。このデータに基づき、PID制御設計手段8によってPID制御ゲインを計算する（ステップF11参照）。得られた結果を基に、制御応答をシミュレーション機能を用いて計算させ（ステップF12参照）、結果を表示する（ステップF13参

照)。結果が期待されたものであれば設計を終了し、もし結果が不十分であればステップF9に戻ってマッチング周波数帯域の設定を変更して再度設計を行う(ステップF14、F15参照)。

【0014】次に、実際にどのようにして非干渉PID制御ゲインを設計するか、すなわち、PIDゲインの計算(ステップF11)について詳細に述べる。簡単のため、まずはじめに1入出力系の場合について示し、次に多入出力系の場合について示す。

【1入出力系の場合】制御対象を $P(s)$ 、一巡伝達関数規範モデルを $L_*(s)$ とする。ただし、 s はラプラス演算子を表わす。規範モデル指定手段3で指定された規範モデル伝達関数を $L_*(s)$ とする。規範モデル $L_*(s)$ は、 $P(s)$ に対して H_0 制御理論や H_2 制御*

理論などを用いて設計した制御器 $C_(s)$ を用いて、一巡伝達関数 $L_*(s) = P(s)C_*(s)$ として求めることができる。また、予め望ましい一巡伝達関数が分かっている場合には、その伝達関数を $L_*(s)$ として設定することも可能である。以下では、規範モデルが一巡伝達関数であるとして議論するが、多変数制御器 $C_*(s)$ を規範モデルとし、非干渉PID制御器を $C_*(s)$ にマッチングさせる場合についても今の議論とはほとんど同様の手順で結果を導くことができる。さて、 $P(s)$ 、 $L_*(s)$ の周波数 ω に対する応答をそれぞれ次式と表わす。

【0015】
【数1】

$$P(j\omega) \triangleq P^r(\omega) + jP^i(\omega), L_*(j\omega) \triangleq L_*^r(\omega) + jL_*^i(\omega) \quad \cdots (1)$$

ここで $P^r(\omega)$ 、 $P^i(\omega)$ は $P(j\omega)$ の実数部、虚数部を各々示し、 $L_*^r(\omega)$ 、 $L_*^i(\omega)$ は $L_*(j\omega)$ の実数部、虚数部を各々示す。

【0016】一方、PID制御器 $C(s)$ は、 f_p 、 f_i 、 f_d 、 τ_d

$$C(s) = f_p + \frac{f_i}{s} + f_d \frac{s}{\tau_d s + 1} \quad \cdots (2)$$

ただし、 τ_d は近似微分のための時定数であり、 $\tau_d = 0$ とすれば完全な微分となる。また、PI制御やI-PD制御など他のPID制御構造を用いた場合についても、以下の議論は同様である。

$$C(j\omega) = [f_p + \alpha_1(\omega)f_i + j[\alpha_2(\omega)f_i + \alpha_3(\omega)f_d]] \quad \cdots (3)$$

ただし、

【0020】

$$\alpha_1(\omega) \triangleq \frac{\tau_d \omega^2}{1 + (\tau_d \omega)^2}, \alpha_2(\omega) \triangleq -\frac{1}{\omega}, \alpha_3(\omega) \triangleq \frac{\omega}{1 + (\tau_d \omega)^2} \quad \cdots (4)$$

である。(1)式と(3)式を用いて $P(j\omega) \cdot C(j\omega)$ を計算すると、次の(5)式となる。

$$\begin{aligned} P(j\omega) \cdot C(j\omega) &= [P^r f_p - P^i \alpha_2 f_i + (P^r \alpha_1 - P^i \alpha_3) f_d] \\ &\quad + j[P^i f_p + P^r \alpha_2 f_i + (P^r \alpha_3 + P^i \alpha_1) f_d] \quad \cdots (5) \end{aligned}$$

今、規範モデル $L_*(j\omega) (= L_*^r(\omega) + jL_*^i(\omega))$ を行列を用いて

$L_*(j\omega) = [L_*^r(\omega), L_*^i(\omega)]^T$

と表現し(ただし、 T は行列、ベクトルの転置を表す記

号である)、同様に $P(j\omega) \cdot C(j\omega)$ も行列を用いて表現すると、 $L_*(j\omega)$ と $P(j\omega) \cdot C(j\omega)$ の差 $J'(\omega)$ は、次の(6)式で表わされる。

【0022】

【数5】

$$J'(\omega) = \begin{bmatrix} L^r(\omega) \\ L^l(\omega) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P^r(\omega) & -P^l(\omega) a_2(\omega) & P^r(\omega) a_1(\omega) - P^l(\omega) a_3(\omega) \\ P^l(\omega) & P^r(\omega) a_2(\omega) & P^l(\omega) a_1(\omega) + P^r(\omega) a_3(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_p \\ f_l \\ f_d \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

ここで周波数重み関数 $W(\omega)$

*【数6】

【0023】

$$W(\omega) = \begin{bmatrix} L^r(\omega)^{-1} & 0 \\ 0 & L^l(\omega)^{-1} \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

を導入し、 $J'(\omega)$ に掛けて正規化を行うと、次の
(7) 式となる。

※【0024】

※【数7】

$$W(\omega) J'(\omega) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$-W(\omega) \begin{bmatrix} P^r(\omega) & -P^l(\omega) a_2(\omega) & P^r(\omega) a_1(\omega) - P^l(\omega) a_3(\omega) \\ P^l(\omega) & P^r(\omega) a_2(\omega) & P^l(\omega) a_1(\omega) + P^r(\omega) a_3(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_p \\ f_l \\ f_d \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

ここで、規範モデルのクロスオーバー周波数を求め、PI
D制御系の一巡伝達関数をマッチングさせる周波数帯
域、およびマッチング周波数帯域での周波数応答データ
の個数 N をマッチング周波数指定手段5によって指定さ
れているとする。よって、ここでは $P(j\omega)$ 、 L
、 $(j\omega)$ の周波数応答データとして、 $\omega_1 \sim \omega_N$ の N
個のデータを用いるとする。また、近似微分器の時定数★

30★ τ_d は、設計パラメータ設定手段9によって指定されて
いるとする。このとき、 $L_0(j\omega)$ と $P(j\omega)C$
 $(j\omega)$ の各周波数ごとの重み付き誤差 $W(\omega)J'$
 (ω) の二乗和を評価関数 J として次式のように表わ
す。

【0025】

【数8】

$$J = (b - Ax)^T (b - Ax) - \frac{1}{2} x^T (2A^T A) x - 2b^T Ax + b^T b \quad \dots (9)$$

ただし、 $x = [f_p, f_l, f_d]^T$ であり、 A 、 b は
次式で表わされる。

【0026】

【数9】

$$A \triangleq W_A \cdot \begin{matrix} \begin{matrix} 11 & & 12 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} P^r(\omega_1) & -P^1(\omega_1)\alpha_2(\omega_1) & P^r(\omega_1)\alpha_1(\omega_1) - P^1(\omega_1)\alpha_3(\omega_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ P^r(\omega_N) & -P^1(\omega_N)\alpha_2(\omega_N) & P^r(\omega_N)\alpha_1(\omega_N) - P^1(\omega_N)\alpha_3(\omega_N) \\ P^1(\omega_1) & P^r(\omega_1)\alpha_2(\omega_1) & P^1(\omega_1)\alpha_1(\omega_1) + P^r(\omega_1)\alpha_3(\omega_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ P^1(\omega_N) & P^r(\omega_N)\alpha_2(\omega_N) & P^1(\omega_N)\alpha_1(\omega_N) + P^r(\omega_N)\alpha_3(\omega_N) \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$W_A \triangleq \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L^r(\omega_1)^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & L^r(\omega_N)^{-1} \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} L^1(\omega_1)^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & L^1(\omega_N)^{-1} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

$$b \triangleq [1, \dots, 1]^T$$

ここで、Aはフルランクであると仮定する。このとき、 $A^T A$ は正定行列となるので、Jを最小とするPID制御ゲイン f_0^* 、 f_1^* 、 f_2^* は次のように求められ*

$$[f_0^*, f_1^*, f_2^*]^T = (A^T A)^{-1} A^T b \quad \dots (10)$$

以上説明したようにして1入出力系の場合の制御ゲインが求められる。

[多入出力系に対する非干渉PID制御器の設計方法]

次に、多変数系に対する非干渉PID制御ゲインの設計*

＊る。

【0027】

※方法を示す。以下では、簡単のために次の(11)式の2入力2出力系を制御対象と考える。

【0028】

【数10】

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

また、規範モデルは一巡伝達関数行列とし、次の(12)式のように表わされるものとする。

★【0029】

★40 【数11】

$$L_0(s) = \begin{bmatrix} L_{11}(s) & L_{12}(s) \\ L_{21}(s) & L_{22}(s) \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

$L_0(s)$ は、SISO(Single Input Single Output)系の場合と同様に H_0 制御や H_2 制御によって予め設計された制御器と制御対象 $P(s)$ によって求めることができる。 $P(s)$ 、 $L_0(s)$ の周波数 ω に対する

応答を各々、次の(13)式とする。

【0030】

【数12】

$$P(j\omega) \stackrel{\Delta}{=} P^r(\omega) + jP^i(\omega), L(j\omega) \stackrel{\Delta}{=} L^r(\omega) + jL^i(\omega) \quad \dots (13)$$

$$P^r(\omega) = \begin{bmatrix} P_{11}^r(\omega) & P_{12}^r(\omega) \\ P_{21}^r(\omega) & P_{22}^r(\omega) \end{bmatrix}, P^i(\omega) = \begin{bmatrix} P_{11}^i(\omega) & P_{12}^i(\omega) \\ P_{21}^i(\omega) & P_{22}^i(\omega) \end{bmatrix}$$

$$L^r(\omega) = \begin{bmatrix} L_{11}^r(\omega) & L_{12}^r(\omega) \\ L_{21}^r(\omega) & L_{22}^r(\omega) \end{bmatrix}, L^i(\omega) = \begin{bmatrix} L_{11}^i(\omega) & L_{12}^i(\omega) \\ L_{21}^i(\omega) & L_{22}^i(\omega) \end{bmatrix}$$

ここで、非干渉PID制御器 $C(s)$ の i 行、 j 列成分を $C_{ij}(s)$ とし、この $C_{ij}(s)$ の比例ゲイン、積分ゲイン、微分ゲイン、近似微分のための時定数を各々、 $f_{pij}, f_{iij}, f_{dij}, \tau_{dij}$ ($i, j=1, 2$)と*

$$C_{ij}(s) = f_{pij} + \frac{f_{iij}}{s} + f_{dij} \frac{s}{\tau_{dij}s+1} \quad (i, j=1, 2) \quad \dots (14)$$

このとき、各 $C_{ij}(s)$ の周波数 ω に対する応答は ※【0032】

(3)式と同様に次の(15)式によって求められる。※

$$C_{ij}(j\omega) = [f_{pij} + \alpha_{iij}(\omega)f_{dij}] + j[\alpha_{2ij}(\omega)f_{iij} + \alpha_{3ij}(\omega)f_{dij}] \quad \dots (15)$$

ただし、

【0033】

$$\alpha_{1ij}(\omega) \stackrel{\Delta}{=} \frac{\tau_{dij}^2 \omega^2}{1 + (\tau_{dij} \omega)^2}, \alpha_{2ij}(\omega) \stackrel{\Delta}{=} -\frac{1}{\omega},$$

$$\alpha_{3ij}(\omega) \stackrel{\Delta}{=} \frac{\omega}{1 + (\tau_{dij} \omega)^2}$$

である。このとき、非干渉PID制御による一巡伝達関数 ☆【0034】

数行列は、 ☆ 【数15】

$$P(s)C(s)$$

$$= \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}(s) & C_{12}(s) \\ C_{21}(s) & C_{22}(s) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} P_{11}(s)C_{11}(s) + P_{12}(s)C_{21}(s) & P_{11}(s)C_{12}(s) + P_{12}(s)C_{22}(s) \\ P_{21}(s)C_{11}(s) + P_{22}(s)C_{21}(s) & P_{21}(s)C_{12}(s) + P_{22}(s)C_{22}(s) \end{bmatrix}$$

$$\stackrel{\Delta}{=} \begin{bmatrix} L_{11}^{PID}(s) & L_{12}^{PID}(s) \\ L_{21}^{PID}(s) & L_{22}^{PID}(s) \end{bmatrix} \quad \dots (16)$$

となるので、周波数 ω における応答は次式となる。

*【数16】

【0035】

*

$$L_{11}^{PID}(j\omega) = \frac{\Delta}{\omega} \left[\begin{aligned} & \left[P_{11}^r f_{p11} - P_{11}^i \alpha_{211} f_{i11} + (P_{11}^r \alpha_{111} - P_{11}^i \alpha_{311}) f_{d11} \right] \\ & + \left[P_{12}^r f_{p21} - P_{12}^i \alpha_{221} f_{i21} + (P_{12}^r \alpha_{121} - P_{12}^i \alpha_{321}) f_{d21} \right] \\ & + j \left[P_{11}^i f_{p11} + P_{11}^r \alpha_{211} f_{i11} + (P_{11}^i \alpha_{311} + P_{11}^r \alpha_{111}) f_{d11} \right] \\ & + j \left[P_{12}^i f_{p21} + P_{12}^r \alpha_{221} f_{i21} + (P_{12}^i \alpha_{321} + P_{12}^r \alpha_{121}) f_{d21} \right] \end{aligned} \right] \dots (17)$$

$$L_{21}^{PID}(j\omega) = \frac{\Delta}{\omega} \left[\begin{aligned} & \left[P_{21}^r f_{p11} - P_{21}^i \alpha_{211} f_{i11} + (P_{21}^r \alpha_{111} - P_{21}^i \alpha_{311}) f_{d11} \right] \\ & + \left[P_{22}^r f_{p21} - P_{22}^i \alpha_{221} f_{i21} + (P_{22}^r \alpha_{121} - P_{22}^i \alpha_{321}) f_{d21} \right] \\ & + j \left[P_{21}^i f_{p11} + P_{21}^r \alpha_{211} f_{i11} + (P_{21}^i \alpha_{311} + P_{21}^r \alpha_{111}) f_{d11} \right] \\ & + j \left[P_{22}^i f_{p21} + P_{22}^r \alpha_{221} f_{i21} + (P_{22}^i \alpha_{321} + P_{22}^r \alpha_{121}) f_{d21} \right] \end{aligned} \right] \dots (18)$$

$$L_{12}^{PID}(j\omega) = \frac{\Delta}{\omega} \left[\begin{aligned} & \left[P_{11}^r f_{p12} - P_{11}^i \alpha_{212} f_{i12} + (P_{11}^r \alpha_{112} - P_{11}^i \alpha_{312}) f_{d12} \right] \\ & + \left[P_{12}^r f_{p22} - P_{12}^i \alpha_{222} f_{i22} + (P_{12}^r \alpha_{122} - P_{12}^i \alpha_{322}) f_{d22} \right] \\ & + j \left[P_{11}^i f_{p12} + P_{11}^r \alpha_{212} f_{i12} + (P_{11}^i \alpha_{312} + P_{11}^r \alpha_{112}) f_{d12} \right] \\ & + j \left[P_{12}^i f_{p22} + P_{12}^r \alpha_{222} f_{i22} + (P_{12}^i \alpha_{322} + P_{12}^r \alpha_{122}) f_{d22} \right] \end{aligned} \right] \dots (19)$$

$$L_{22}^{PID}(j\omega) = \frac{\Delta}{\omega} \left[\begin{aligned} & \left[P_{21}^r f_{p12} - P_{21}^i \alpha_{212} f_{i12} + (P_{21}^r \alpha_{112} - P_{21}^i \alpha_{312}) f_{d12} \right] \\ & + \left[P_{22}^r f_{p22} - P_{22}^i \alpha_{222} f_{i22} + (P_{22}^r \alpha_{122} - P_{22}^i \alpha_{322}) f_{d22} \right] \\ & + j \left[P_{21}^i f_{p12} + P_{21}^r \alpha_{212} f_{i12} + (P_{21}^i \alpha_{312} + P_{21}^r \alpha_{112}) f_{d12} \right] \\ & + j \left[P_{22}^i f_{p22} + P_{22}^r \alpha_{222} f_{i22} + (P_{22}^i \alpha_{322} + P_{22}^r \alpha_{122}) f_{d22} \right] \end{aligned} \right] \dots (20)$$

規範モデル—巡伝達関数 $L_*(j\omega)$ と $P(j\omega) \cdot C(j\omega)$ との誤差を $J_1'(\omega)$ 、 $J_2'(\omega)$ とすると、これらの $J_1'(\omega)$ 、 $J_2'(\omega)$ は次のように

表わされる。

【0036】

【数17】

$$J'_{11}(\omega) = \frac{\begin{bmatrix} L_{11}^r(\omega) \\ L_{11}^i(\omega) \\ L_{21}^r(\omega) \\ L_{21}^i(\omega) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \Theta_{11}^{1r}(\omega) & \Theta_{12}^{1r}(\omega) \\ \Theta_{11}^{1i}(\omega) & \Theta_{12}^{1i}(\omega) \\ \Theta_{21}^{1r}(\omega) & \Theta_{22}^{1r}(\omega) \\ \Theta_{21}^{1i}(\omega) & \Theta_{22}^{1i}(\omega) \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} f_{p11} \\ f_{i11} \\ f_{d11} \\ f_{p21} \\ f_{i21} \\ f_{d21} \end{bmatrix} \quad \dots (21)$$

$$\begin{aligned} \Theta_{11}^{1r}(\omega) &= \Delta \left[P_{11}^r(\omega) - P_{11}^i(\omega) \alpha_{211}(\omega) \quad P_{11}^r(\omega) \alpha_{111}(\omega) - P_{11}^i(\omega) \alpha_{311}(\omega) \right] \\ \Theta_{11}^{1i}(\omega) &= \Delta \left[P_{11}^i(\omega) \quad P_{11}^r(\omega) \alpha_{211}(\omega) \quad P_{11}^i(\omega) \alpha_{111}(\omega) + P_{11}^r(\omega) \alpha_{311}(\omega) \right] \\ \Theta_{12}^{1r}(\omega) &= \Delta \left[P_{12}^r(\omega) - P_{12}^i(\omega) \alpha_{221}(\omega) \quad P_{12}^r(\omega) \alpha_{121}(\omega) - P_{12}^i(\omega) \alpha_{321}(\omega) \right] \\ \Theta_{12}^{1i}(\omega) &= \Delta \left[P_{12}^i(\omega) \quad P_{12}^r(\omega) \alpha_{221}(\omega) \quad P_{12}^i(\omega) \alpha_{121}(\omega) + P_{12}^r(\omega) \alpha_{321}(\omega) \right] \\ \Theta_{21}^{1r}(\omega) &= \Delta \left[P_{21}^r(\omega) - P_{21}^i(\omega) \alpha_{211}(\omega) \quad P_{21}^r(\omega) \alpha_{111}(\omega) - P_{21}^i(\omega) \alpha_{311}(\omega) \right] \\ \Theta_{21}^{1i}(\omega) &= \Delta \left[P_{21}^i(\omega) \quad P_{21}^r(\omega) \alpha_{211}(\omega) \quad P_{21}^i(\omega) \alpha_{111}(\omega) + P_{21}^r(\omega) \alpha_{311}(\omega) \right] \\ \Theta_{22}^{1r}(\omega) &= \Delta \left[P_{22}^r(\omega) - P_{22}^i(\omega) \alpha_{221}(\omega) \quad P_{22}^r(\omega) \alpha_{121}(\omega) - P_{22}^i(\omega) \alpha_{321}(\omega) \right] \\ \Theta_{22}^{1i}(\omega) &= \Delta \left[P_{22}^i(\omega) \quad P_{22}^r(\omega) \alpha_{221}(\omega) \quad P_{22}^i(\omega) \alpha_{121}(\omega) + P_{22}^r(\omega) \alpha_{321}(\omega) \right] \end{aligned}$$

$$J'_2(\omega) = \begin{bmatrix} L_{12}^r(\omega) \\ L_{12}^i(\omega) \\ L_{22}^r(\omega) \\ L_{22}^i(\omega) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Theta_{11}^{2r}(\omega) & \Theta_{12}^{2r}(\omega) \\ \Theta_{11}^{2i}(\omega) & \Theta_{12}^{2i}(\omega) \\ \Theta_{21}^{2r}(\omega) & \Theta_{22}^{2r}(\omega) \\ \Theta_{21}^{2i}(\omega) & \Theta_{22}^{2i}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{p12} \\ f_{i12} \\ f_{p22} \\ f_{i22} \\ f_{d22} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (22)$$

$$\begin{aligned} \Theta_{11}^{2r}(\omega) &= \Delta \left[P_{11}^r(\omega) - P_{11}^i(\omega) \alpha_{212}(\omega) \quad P_{11}^r(\omega) \alpha_{112}(\omega) - P_{11}^i(\omega) \alpha_{312}(\omega) \right] \\ \Theta_{11}^{2i}(\omega) &= \Delta \left[P_{11}^i(\omega) \quad P_{11}^r(\omega) \alpha_{212}(\omega) \quad P_{11}^i(\omega) \alpha_{112}(\omega) + P_{11}^r(\omega) \alpha_{312}(\omega) \right] \\ \Theta_{12}^{2r}(\omega) &= \Delta \left[P_{12}^r(\omega) - P_{12}^i(\omega) \alpha_{222}(\omega) \quad P_{12}^r(\omega) \alpha_{122}(\omega) - P_{12}^i(\omega) \alpha_{322}(\omega) \right] \\ \Theta_{12}^{2i}(\omega) &= \Delta \left[P_{12}^i(\omega) \quad P_{12}^r(\omega) \alpha_{222}(\omega) \quad P_{12}^i(\omega) \alpha_{122}(\omega) + P_{12}^r(\omega) \alpha_{322}(\omega) \right] \\ \Theta_{21}^{2r}(\omega) &= \Delta \left[P_{21}^r(\omega) - P_{21}^i(\omega) \alpha_{212}(\omega) \quad P_{21}^r(\omega) \alpha_{112}(\omega) - P_{21}^i(\omega) \alpha_{312}(\omega) \right] \\ \Theta_{21}^{2i}(\omega) &= \Delta \left[P_{21}^i(\omega) \quad P_{21}^r(\omega) \alpha_{212}(\omega) \quad P_{21}^i(\omega) \alpha_{112}(\omega) + P_{21}^r(\omega) \alpha_{312}(\omega) \right] \\ \Theta_{22}^{2r}(\omega) &= \Delta \left[P_{22}^r(\omega) - P_{22}^i(\omega) \alpha_{222}(\omega) \quad P_{22}^r(\omega) \alpha_{122}(\omega) - P_{22}^i(\omega) \alpha_{322}(\omega) \right] \\ \Theta_{22}^{2i}(\omega) &= \Delta \left[P_{22}^i(\omega) \quad P_{22}^r(\omega) \alpha_{222}(\omega) \quad P_{22}^i(\omega) \alpha_{122}(\omega) + P_{22}^r(\omega) \alpha_{322}(\omega) \right] \end{aligned}$$

ここで、周波数重み関数 $W_1(\omega)$, $W_2(\omega)$ *【数19】
【0038】

$$W_1(\omega) = \begin{bmatrix} L_{11}^r(\omega)^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{11}^i(\omega)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{21}^r(\omega)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{21}^i(\omega)^{-1} \end{bmatrix}$$

$$W_2(\omega) = \begin{bmatrix} L_{12}^r(\omega)^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{12}^i(\omega)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{22}^r(\omega)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{22}^i(\omega)^{-1} \end{bmatrix}$$

を導入し、 $J_1'(\omega)$, $J_2'(\omega)$ に掛けて正規化 *【0039】
を行うと、次のように表わされる。 【数20】

21

22

$$W_1(\omega) J'_1(\omega) = \frac{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}}{-W_1(\omega)} \frac{\begin{bmatrix} \theta_{11}^{1r}(\omega) & \theta_{12}^{1r}(\omega) \\ \theta_{11}^{1i}(\omega) & \theta_{12}^{1i}(\omega) \\ \theta_{21}^{1r}(\omega) & \theta_{22}^{1r}(\omega) \\ \theta_{21}^{1i}(\omega) & \theta_{22}^{1i}(\omega) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} f_{p11} \\ f_{i11} \\ f_{d11} \\ f_{p21} \\ f_{i21} \\ f_{d21} \end{bmatrix}} \quad \dots (23)$$

$$W_2(\omega) J'_2(\omega) = \frac{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}}{-W_2(\omega)} \frac{\begin{bmatrix} \theta_{11}^{2r}(\omega) & \theta_{12}^{2r}(\omega) \\ \theta_{11}^{2i}(\omega) & \theta_{12}^{2i}(\omega) \\ \theta_{21}^{2r}(\omega) & \theta_{22}^{2r}(\omega) \\ \theta_{21}^{2i}(\omega) & \theta_{22}^{2i}(\omega) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} f_{p12} \\ f_{i12} \\ f_{d12} \\ f_{p22} \\ f_{i22} \\ f_{d22} \end{bmatrix}} \quad \dots (24)$$

以下、SISO系の場合と全く同様の手順で非干渉PID制御ゲインが設計できる。まず、規範モデルのクロスオーバー周波数を求め、PID制御系の一巡伝達関数をマッチングさせる周波数帯域、およびマッチング周波数帯域での周波数応答データの個数Nをマッチング周波数指定手段5によって指定する。ここでは、 $P(j\omega)$ 、 $L_*(j\omega)$ の周波数応答データとして $\omega_1 \sim \omega_n$ のN個のデータを用いるとする。また、それぞれの近似微分器*

の時定数 τ_{d1} を、設計パラメータ設定手段9によって予め設定されているとする。このとき、 $L_*(j\omega)$ と $P(j\omega)C(j\omega)$ の各周波数ごとの重み付き誤差 $W(\omega)J'(\omega)$ の二乗和を評価関数として次式のように表わす。ただし、評価関数は、各操作量ごとに分けた2つの評価関数を用いる。

【0040】

【数21】

$$J_1 = (b_1 - A_1 x_1)^T (b_1 - A_1 x_1) - \frac{1}{2} x_1^T (2A_1^T A_1) x_1 - 2b_1^T A_1 x_1 + b_1^T b_1 \quad \dots (25)$$

$$J_2 = (b_2 - A_2 x_2)^T (b_2 - A_2 x_2) - \frac{1}{2} x_2^T (2A_2^T A_2) x_2 - 2b_2^T A_2 x_2 + b_2^T b_2 \quad \dots (26)$$

ここで、 x_i 、 A_i 、 b_i ($i=1, 2$)は次式で表わされる。 40 【0041】
【数22】

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \begin{bmatrix} f_{p11} & f_{i11} & f_{d11} & f_{p21} & f_{i21} & f_{d21} \end{bmatrix}^T \\
 x_2 &= \begin{bmatrix} f_{p12} & f_{i12} & f_{d12} & f_{p22} & f_{i22} & f_{d22} \end{bmatrix}^T \\
 b_1 &= \begin{bmatrix} 1, \dots, 1 \end{bmatrix}^T \\
 b_2 &= \begin{bmatrix} 1, \dots, 1 \end{bmatrix}^T
 \end{aligned}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \Phi_{11}^{1r}(\omega_1) & \Phi_{12}^{1r}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{11}^{1r}(\omega_N) & \Phi_{12}^{1r}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{11}^{1i}(\omega_1) & \Phi_{12}^{1i}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{11}^{1i}(\omega_N) & \Phi_{12}^{1i}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{21}^{1r}(\omega_1) & \Phi_{22}^{1r}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{21}^{1r}(\omega_N) & \Phi_{22}^{1r}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{21}^{1i}(\omega_1) & \Phi_{22}^{1i}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{21}^{1i}(\omega_N) & \Phi_{22}^{1i}(\omega_N) \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} \Phi_{11}^{2r}(\omega_1) & \Phi_{12}^{2r}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{11}^{2r}(\omega_N) & \Phi_{12}^{2r}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{11}^{2i}(\omega_1) & \Phi_{12}^{2i}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{11}^{2i}(\omega_N) & \Phi_{12}^{2i}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{21}^{2r}(\omega_1) & \Phi_{22}^{2r}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{21}^{2r}(\omega_N) & \Phi_{22}^{2r}(\omega_N) \\ \hline \Phi_{21}^{2i}(\omega_1) & \Phi_{22}^{2i}(\omega_1) \\ \vdots & \vdots \\ \Phi_{21}^{2i}(\omega_N) & \Phi_{22}^{2i}(\omega_N) \end{bmatrix}$$

ただし、 $\Phi_{jn}^{kr}(\omega) = L_{jk}^{r1}(\omega)^{-1} \Theta_{jn}^{kr}(\omega)$ ($j, k, n=1, 2$)、

$\Phi_{jn}^{ki}(\omega) = L_{jk}^{i1}(\omega)^{-1} \Theta_{jn}^{ki}(\omega)$ ($j, k, n=1, 2$)である。

ここで、 A_1, A_2 はほとんどの場合フルランクである。このとき、 $A_1^T A_1, A_2^T A_2$ はそれぞれ正定行列となるので、 J_1, J_2 を最小とする非干渉PID制御ゲイン $f_{p11}^*, f_{i11}^*, f_{d11}^*$ ($i, j=*$ * 1, 2) は次式として求められる。

$$\begin{bmatrix} f_{p11}^* & f_{i11}^* & f_{d11}^* & f_{p21}^* & f_{i21}^* & f_{d21}^* \end{bmatrix}^T = (A_1^T A_1)^{-1} A_1^T b_1 \quad \dots (27)$$

$$\begin{bmatrix} f_{p12}^* & f_{i12}^* & f_{d12}^* & f_{p22}^* & f_{i22}^* & f_{d22}^* \end{bmatrix}^T = (A_2^T A_2)^{-1} A_2^T b_2 \quad \dots (28)$$

以上によって、多変数系に対する非干渉PID制御ゲインが計算できる。

【0043】次に本発明による設計方法を、制御対象が図3に示す柔軟構造パドルに用いた場合を説明する。こ

の制御対象の伝達関数 $P(s)$ は次式で表わされる。

【0044】
【数24】

$$P(s) = \frac{64.297(-1.0744 \pm j19.995)}{(0)(-0.066411)(-1.9693 \pm j68.247)} \quad \dots (29)$$

ただし、 $(\alpha) \triangleq (s - \alpha)$ であり、 $(\alpha \pm j\beta) \triangleq (s - \alpha + j\beta)(s - \alpha - j\beta)$ を示している。

この $P(s)$ に対して、本発明にかかるPIDゲイン設計アルゴリズムを適用する。まず、規範モデルとする一巡伝達関数を設定するため、H_∞制御理論を用いてフィードバック制御器 $C(s)$ を設計した。用いたH_∞制御系設計法は

[9] 千田：H_∞サーボ系の設計とその柔軟バドル制御への応用、第1回制御理論シンポジウム資料(199 *

$$C(s) = \frac{-30463(-314.16)(-78.474)(-82.832)(28.090)(-2.1727 \pm j1.8267)}{(-76.545)(-42.924 \pm j94.228)(-40.955 \pm j23.099)(-3.1668 \pm j19.885)(0)} \quad \dots (30)$$

次に、このH_∞制御器と制御対象の積によって求められる一巡伝達関数を規範モデルとしてPID制御ゲインを設計する。まず、先に設計したH_∞制御器は1型のサーボ系であるので、(2)式のPID制御器を仮定し、 f_0, f_1, f_2 を設計することにする。次に、一巡伝達関数規範モデルのボード線図を基にしてクロスオーバー周波数を求めるとおよそ8 [rad/sec] であるので、モデルマッチングさせる周波数帯域として $10^{0.3}$ [rad/sec] $10^{1.3}$ [rad/sec] と設定※30

$$f_0 = 5.3382, f_1 = 12.383, f_2 = 1.1259$$

..... (31)

設計されたPID制御系の一巡伝達関数は図4となる。図4において実線が得られた非干渉PID制御系であり、点線が規範モデルであるH_∞制御系の一巡伝達関数である。図4から分かるように、4 [rad/sec] 以下の低周波数帯域の特性はほぼ一致していることがわかる。次に、制御系のステップ応答を求めると図5となる。図5において、実線が得られた非干渉PID制御系であり、点線が規範モデル制御系であるH_∞制御系である。両者を比べると、ほぼ同等の制御性能が得られており、本発明によって非干渉PID制御系が容易に得られていることがわかる。

【0047】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、非干渉PID制御器を容易に設計することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による非干渉PID制御系の設計装置の一実施例の構成を示すブロック図。

【図2】本発明による非干渉PID制御系の設計方法の

で示されている安定度指定型H_∞制御であり、1型のサーボ系となるように設計した。その結果、次式の伝達関数で表わされる8次元のフィードバック制御器が得られた。

【0045】

【数25】

※した。また、周波数応答データは、 $10^{0.3}$ [rad/sec] $\sim 10^{1.3}$ [rad/sec] を(対数で)等分した100点のデータを用いることとした。さらに、近似微分器の時定数は $\tau_d = 0.08$ とした。規範モデル一巡伝達関数と制御対象モデルの周波数応答を求め、A, b行列を計算し、PID制御ゲインを計算すると以下のように求められた。

【0046】

設計アルゴリズムを示すフローチャート。

【図3】本発明の一制御対象である柔軟構造バドルの構成を示す斜視図。

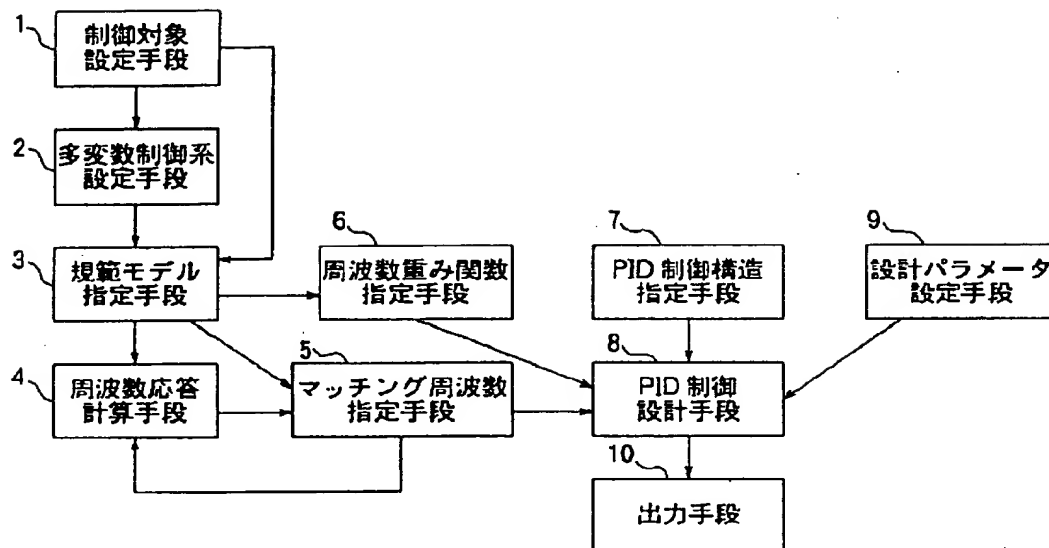
【図4】本発明によって設計されたPID制御系の一巡伝達関数の周波数特性を示すグラフ。

【図5】本発明によって設計された非干渉PID制御系の応答を示すグラフ。

【符号の説明】

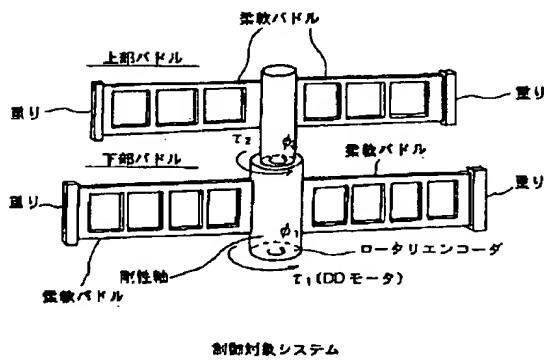
- 1 制御対象設定手段
- 2 多変数制御系設計手段
- 3 規範モデル指定手段
- 4 周波数応答計算手段
- 5 マッチング周波数指定手段
- 6 周波数重み関数指定手段
- 7 PID制御構造指定手段
- 8 PID制御設計手段
- 9 設計パラメータ設定手段
- 10 出力手段

【図1】

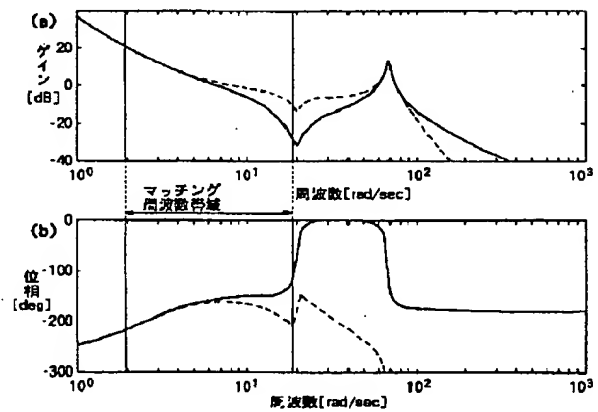


非干渉PID制御系設計装置ハードウェア構成

【図3】

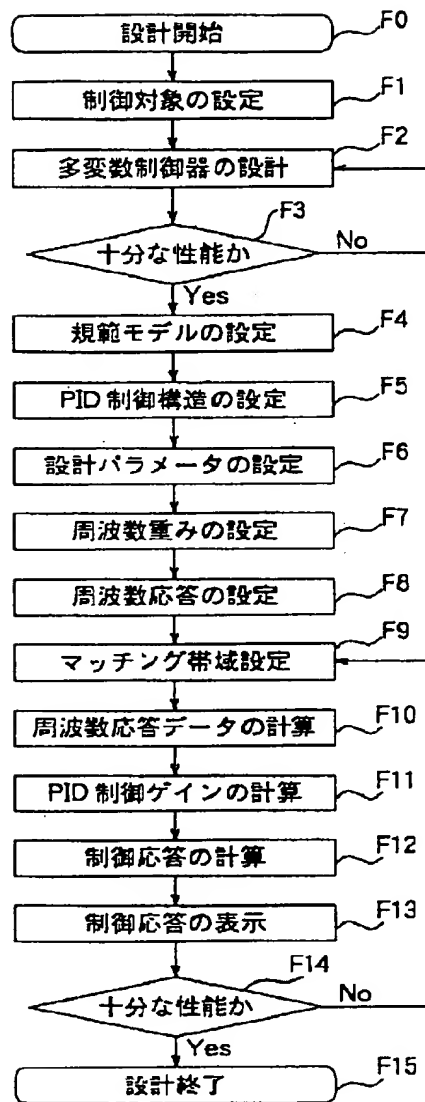


【図4】



非干渉PID制御系—伝達関数

【図2】



表示PID 制御系設計アルゴリズム

【図5】

